

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 1 1 - 2 3 4 0 4 7

(43) 公開日 平成 1 1 年 (1 9 9 9) 8 月 2 7 日

(51) Int. Cl.
H03D 7/18

識別記号 庁内整理番号

F I
H03D 7/18

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 1 0 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平 1 0 - 3 1 3 1 5
(22) 出願日 平成 1 0 年 (1 9 9 8) 2 月 1 3 日

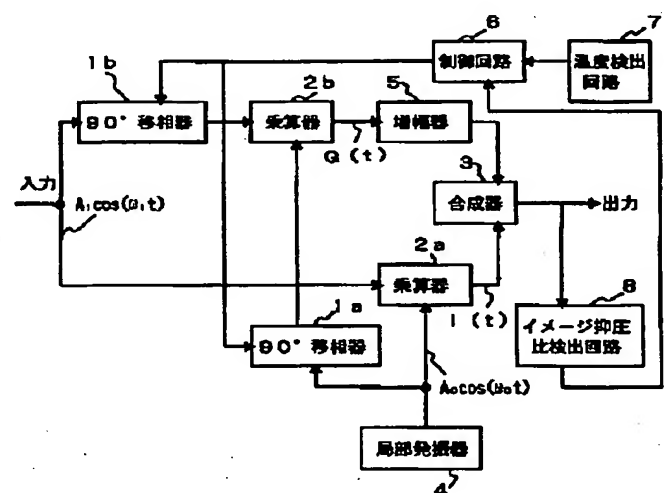
(71) 出願人 0 0 0 0 0 1 1 2 2
国際電気株式会社
東京都中野区東中野三丁目 1 4 番 2 0 号
(72) 発明者 井手 輝二
東京都中野区東中野三丁目 1 4 番 2 0 号
国際電気株式会社内
(74) 代理人 弁理士 高崎 芳紘

(54) 【発明の名称】 周波数変換方法とその装置

(57) 【要約】

【課題】 イメージレスミキサ方式を用いた周波数変換回路で、温度変化に伴う回路動作の変動を自動補正してイメージ抑圧比を常に良好に保つ。

【解決手段】 制御回路 6 には、予め各温度に対する補正量を用意しておき、温度検出回路 7 が検出した温度の基準値よりの変化に応じて上記補正量を読み出し、90° 移相器 1 a、1 b の移相量、及び増幅器 5 の増幅度を制御する。また、電源投入時などの動作開始時には、その周波数が既知の学習信号を入力し、イメージ抑圧比検出回路 8 の検出したイメージ抑圧比が最大となるように上記の移相量及び増幅度の初期設定を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力高周波信号と局部発振器出力とを第 1 の乗算器で乗算して第 1 の出力を生成し、前記入力高周波信号を第 1 の 90° 移相器により 90° 移相した信号と前記局部発振器の出力を第 2 の 90° 移相器により 90° 移相した出力とを第 2 の乗算器で乗算して第 2 の出力を生成し、前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、

前記第 1 および第 2 の 90° 移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を、温度検出回路の出力により、前記イメージ成分が抑圧されるように制御することを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の周波数変換方法において、

電源投入時に、その周波数が既知の入力高周波信号を学習信号として入力し、そのときのイメージ抑圧比を検出して該検出したイメージ抑圧比が最大となるように前記第 1 および第 2 の 90° 移相器の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅の初期設定を行うことを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 3】 入力された周波数指定信号に応じた周波数の第 1 デジタル信号を DDS 回路で生成し、さらに前記第 1 デジタル信号に直交する第 2 デジタル信号を生成したのち前記第 1 及び第 2 デジタル信号をアナログ化して第 1 及び第 2 入力信号とし、前記第 1 入力信号と局部発振器出力とを第 1 の乗算器で乗算して第 1 の出力を生成し、前記第 2 入力信号と前記局部発振器の出力を 90° 移相器により 90° 移相した出力とを第 2 の乗算器で乗算して第 2 の出力を生成し、前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、

前記第 2 デジタル信号の位相、前記 90° 移相器の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を、温度検出回路の出力により、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するとともに、

前記第 1 及び第 2 デジタル信号の位相及び振幅を、前記周波数指定信号に応じて、前記イメージ成分が抑圧されるように制御することを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の周波数変換方法において、

電源投入時に、前記周波数指定信号を予め定めた周波数を指定するための学習信号とし、そのときのイメージ抑圧比を検出して該検出したイメージ抑圧比が最大となるように前記 90° 移相器の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅、及び前記第 1 及び第 2 デジタル信号の位相と振幅の初期設定を行うことを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 5】 入力高周波信号と局部発振器出力とを第 1 の乗算器で乗算して第 1 の出力を生成し、前記入力高周波信号を第 1 の 90° 移相器により 90° 移相した信号と前記局部発振器の出力を第 2 の 90° 移相器により 90° 移相した出力とを第 2 の乗算器で乗算して第 2 の出力を生成し、前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、

前記第 1 および第 2 の 90° 移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を、イメージ抑圧検出回路で検出したイメージ抑圧比が最大となるように制御することを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 6】 入力された周波数指定信号に応じた周波数の第 1 デジタル信号を DDS 回路で生成し、さらに前記第 1 デジタル信号に直交する第 2 デジタル信号を生成したのち前記第 1 及び第 2 デジタル信号をアナログ化して第 1 及び第 2 入力信号とし、前記第 1 入力信号と局部発振器出力とを第 1 の乗算器で乗算して第 1 の出力を生成し、前記第 2 入力信号と前記局部発振器の出力を 90° 移相器により 90° 移相した出力とを第 2 の乗算器で乗算して第 2 の出力を生成し、前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、

前記第 1 及び第 2 デジタル信号の位相及び振幅、前記 90° 移相器の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を、イメージ抑圧検出回路で検出したイメージ抑圧比が最大となるように制御することを特徴とする周波数変換方法。

【請求項 7】 局部発振器と、
入力高周波信号と前記局部発振器の出力とを乗算して第 1 の出力を生成するための第 1 の乗算器と、

前記入力高周波信号を 90° 移相するための第 1 の 90° 移相器と、

前記局部発振器の出力を 90° 移相するための第 2 の 90° 移相器と、

前記第 1 及び第 2 の 90° 移相器の出力を乗算して第 2 の出力を生成するための第 2 の乗算器と、

前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、

温度検出回路と、

該温度検出回路の出力により、前記第 1 および第 2 の 90° 移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための制御回路と、

を備えたことを特徴とする周波数変換装置。

【請求項 8】 入力された周波数指定信号に応じた周波

数の第1デジタル信号を生成するためのDDS回路と、

前記第1デジタル信号に直交する第2デジタル信号を生成するための第2デジタル信号生成回路と、

前記第1及び第2デジタル信号をアナログ化して第1及び第2入力信号を生成するためのアナログ化回路と、
局部発信器と、

前記第1入力信号と前記局部発信器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、

前記局部発信器の出力を90°移相するための90°移相器と、

前記第2入力信号と前記90°移相器の出力とを乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、

前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、

温度検出回路と、

該温度検出回路の出力により、前記第2のデジタル信号の位相、前記90°移相器の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための第1の制御回路と、
前記第1及び第2デジタル信号の位相及び振幅を、前記周波数指定信号に応じて、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための第2の制御回路と、
を備えたことを特徴とする周波数変換装置。

【請求項9】 局部発信器と、

入力高周波信号と前記局部発信器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、

前記入力高周波信号を90°移相するための第1の90°移相器と、

前記局部発信器の出力を90°移相するための第2の90°移相器と、

前記第1及び第2の90°移相器の出力を乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、

前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、

イメージ抑圧比検出回路と、

該イメージ抑圧比検出回路により検出されたイメージ抑圧比が最大となるように、前記第1および第2の90°移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を制御するための制御回路と、

を備えたことを特徴とする周波数変換装置。

【請求項10】 入力された周波数指定信号に応じた周波数の第1デジタル信号を生成するためのDDS回路と、

前記第1デジタル信号に直交する第2デジタル信号を生成するための第2デジタル信号生成回路と、

前記第1及び第2デジタル信号をアナログ化して第1

及び第2入力信号を生成するためのアナログ化回路と、
局部発信器と、

前記第1入力信号と前記局部発信器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、

前記局部発信器の出力を90°移相するための90°移相器と、

前記第2入力信号と前記90°移相器の出力とを乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、

前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、

イメージ抑圧比検出回路と、

該イメージ抑圧比検出回路により検出されたイメージ抑圧比が最大となるように、前記第1及び第2デジタル信号の位相及び振幅、前記90°移相器の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を制御するための制御回路と、

を備えたことを特徴とする周波数変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、周波数変換方法とその装置に係わり、特に2つの周波数成分を混合したときに生ずるイメージ周波数成分を抑圧するように構成されたイメージレスミキサ方式における周波数変換方法とその装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】ダイレクトデジタルシンセサイザ(DDS)のように発振可能周波数帯域幅が限られている場合、固定の局部発信器の出力搬送波と混合して周波数変換を行い、所要の周波数を得ることが多い。しかしながら周波数変換(乗算)回路の出力には所要の周波数以外のイメージ信号も同時に現れる。このイメージ信号を抑圧するためにイメージレスミキサと呼ばれる方式があり、通常二つの方法が考えられている。

【0003】その一つの方法を図3を用い説明する。図3において、入力信号を $A_i \cos(\omega_i t)$ 、局部発信器4の出力を $A_o \cos(\omega_o t)$ とすると、乗算器2aの出力は

【数1】 $I(t) = A_o \cos(\omega_o t) \cdot A_i \cos(\omega_i t)$

$= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot [\cos(\omega_o + \omega_i)t + \cos(\omega_o - \omega_i)t]$

一方、乗算器2bの出力 $Q(t)$ は、90°移相器1aおよび1bにより入力信号と局部発信器の出力がそれぞれ90°移相されるから、

【数2】

$Q(t) = A_o \cos(\omega_o t - 90^\circ) \cdot A_i \cos(\omega_i t - 90^\circ)$

$= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot [\cos((\omega_o + \omega_i)t - 180^\circ) + \cos(\omega_o - \omega_i)t]$

$= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot [-\cos(\omega_o + \omega_i)t + \cos(\omega_o - \omega_i)t]$

となる。従って合成器3により $I(t)$ と $Q(t)$ が加算されると、出力 $S(t)$ は

【数3】 $S(t) = I(t) + Q(t)$

$= A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_o - \omega_i)t$

となり、イメージ成分 $\cos(\omega_0 + \omega_i)t$ は除去され、所要の $\cos(\omega_0 - \omega_i)t$ の成分だけになることがわかる。しかしこれが理想的に実現するには、 $I(t)$ と $Q(t)$ の系の増幅度（振幅成分）が等しく、かつ 90° 移相器1aおよび1bの移相量がちょうど 90° である必要がある。

【0004】従来の他の方法を図4を用いて説明する。図3と同様に入力信号を $A_i \cos(\omega_i t)$ 、局部発振器4の出力を $A_o \cos(\omega_0 t)$ とすると、乗算器2aの出力は

$$\text{【数4】 } A_o \cos(\omega_0 t) \cdot A_i \cos(\omega_i t) = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot [\cos(\omega_0 + \omega_i)t + \cos(\omega_0 - \omega_i)t]$$

乗算器2bの出力は

$$\text{【数5】 } A_o \cos(\omega_0 t - 90^\circ) \cdot A_i \cos(\omega_i t) = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot [\cos((\omega_0 + \omega_i)t - 90^\circ) + \cos((\omega_0 - \omega_i)t - 90^\circ)]$$

ここで、 $\omega_i > \omega_0$ 、 $\omega_d = |\omega_i - \omega_0|$ とすると、低域ろ波器（LPF）15により（数4）の $\omega_0 + \omega_i$ の周波数成分は除去され、その出力 $I(t)$ は

$$\text{【数6】 } I(t) = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_i - \omega_0)t = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t)$$

となる。低域ろ波器（LPF）14の出力も同様に、（数5）の $\omega_0 + \omega_i$ の周波数成分が除去され、

$$\text{【数7】 } (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos((\omega_i - \omega_0)t + 90^\circ) = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t + 90^\circ)$$

となるから、 90° 移相器1bの出力 $Q(t)$ は、

$$\begin{aligned} \text{【数8】} \\ Q(t) &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t + 90^\circ - 90^\circ) \\ &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) \end{aligned}$$

従って合成器3の出力 $S(t)$ は（数6）、（数8）から、

$$\begin{aligned} \text{【数9】 } S(t) &= I(t) + Q(t) \\ &= A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) \end{aligned}$$

である。

【0005】一方、 $\omega_i < \omega_0$ の場合は、低域ろ波器（LPF）15の出力は（数6）の前半の式より、

$$\begin{aligned} \text{【数10】 } I(t) &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_i - \omega_0)t \\ &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(-\omega_d t) \\ &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) \end{aligned}$$

で（数6）と同じ結果となるが、低域ろ波器（LPF）14の出力の方は、

$$\begin{aligned} \text{【数11】 } (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos((\omega_i - \omega_0)t + 90^\circ) \\ &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(-\omega_d t + 90^\circ) \\ &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t - 90^\circ) \end{aligned}$$

従って 90° 移相器1bの出力 $Q(t)$ は、

$$\begin{aligned} \text{【数12】 } Q(t) &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t - 90^\circ - 90^\circ) \\ &= (-1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) \end{aligned}$$

となり、合成器3の出力 $S(t)$ は（数10）、（数12）から、

$$\begin{aligned} \text{【数13】} \\ S(t) &= (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) - (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_d t) \\ &= 0 \end{aligned}$$

となる。以上の（数9）（数13）からわかるように、図4の従来回路では $\omega_i > \omega_0$ の場合のみ、出力 $S(t)$ が得

られる。しかしながら、図4の場合でも図3と同様に、 $I(t)$ と $Q(t)$ の系の増幅度（振幅成分）が等しく、かつ 90° 移相器1aおよび1bの移相量がちょうど 90° であるという条件がこの場合にも要求される。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】ここで、図3において、 $I(t)$ と $Q(t)$ の系の増幅度は等しく、すなわち振幅成分の差が0であると仮定し、 90° 移相器およびその他の回路の移相量の誤差のみが存在するときのイメージ抑圧比を考える。（数1）の最後の式の初項である $(1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_0 + \omega_i)t$ と、（数2）の最後の式の初項である $(-1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_0 + \omega_i)t$ とを合成する際、系全体の位相誤差 $\Delta\theta$ が存在すると、イメージ信号 $I_m(t)$ は、

$$\text{【数14】 } I_m(t) = (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos(\omega_0 + \omega_i)t - (1/2) \cdot A_o \cdot A_i \cdot \cos\{(\omega_0 + \omega_i)t \pm \Delta\theta\}$$

となる。この式から、要求されるイメージ信号抑圧比を30dBとすると、 $\Delta\theta$ は $\pm 3^\circ$ 程度に相当する。一方、位相制御を行うことが出来るアナログタイプの 90° 移相器が存在し、その確度は 0.1° 程度である。

0.1° 程度の位相誤差に対するイメージ抑圧比は、40から50dB程度となり、上記の条件を十分満足できる。また、振幅成分の誤差も、位相の誤差を0として、イメージ信号抑圧比を30dBとするには振幅誤差1dB程度となり、この程度なら調整可能な減衰器が利用可能である。

【0007】以上から、従来の技術でも、振幅及び位相誤差の条件を満たす調整は可能であるが、それは手動補正を前提としている。しかしながら、振幅、位相誤差は、温度変化等により変動するものであるから、温度環境の変化の度に手動補正を行う必要があり、それ相応の手間がかかり、条件によっては動作条件を満たすことができなくなる、という問題があった。

【0008】本発明の目的は、イメージレスミキサ回路の 90° 移相器および系の増幅回路等の位相および振幅が、温度など環境条件により変化しても、自動的にイメージ抑圧比が劣化しないように制御できる周波数変換方法とその装置を提供するにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明は、入力高周波信号と局部発振器出力とを第1の乗算器で乗算して第1の出力を生成し、前記入力高周波信号を第1の 90° 移相器により 90° 移相した信号と前記局部発振器の出力を第2の 90° 移相器により 90° 移相した出力とを第2の乗算器で乗算して第2の出力を生成し、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、前記第1および第2の 90° 移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振

幅を、温度検出回路の出力により、前記イメージ成分が抑圧されるように制御することを特徴とする周波数変換方法を提供する。

【0010】また、本発明は、入力された周波数指定信号に応じた周波数の第1デジタル信号をDDS回路で生成し、さらに前記第1デジタル信号に直交する第2デジタル信号を生成したのち前記第1及び第2デジタル信号をアナログ化して第1及び第2入力信号とし、前記第1入力信号と局部発振器出力とを第1の乗算器で乗算して第1の出力を生成し、前記第2入力信号と前記局部発振器の出力を90°移相器により90°移相した出力とを第2の乗算器で乗算して第2の出力を生成し、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、前記第2デジタル信号の位相、前記90°移相器の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、温度検出回路の出力により、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するとともに、前記第1及び第2デジタル信号の位相及び振幅を、前記周波数指定信号に応じて、前記イメージ成分が抑圧されるように制御することを特徴とする周波数変換方法を提供する。

【0011】また、本発明は、入力高周波信号と局部発振器出力とを第1の乗算器で乗算して第1の出力を生成し、前記入力高周波信号を第1の90°移相器により90°移相した信号と前記局部発振器の出力を第2の90°移相器により90°移相した出力とを第2の乗算器で乗算して第2の出力を生成し、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、前記第1および第2の90°移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、イメージ抑圧検出回路で検出したイメージ抑圧比が最大となるように制御することを特徴とする周波数変換方法を提供する。

【0012】また、本発明は、入力された周波数指定信号に応じた周波数の第1デジタル信号をDDS回路で生成し、さらに前記第1デジタル信号に直交する第2デジタル信号を生成したのち前記第1及び第2デジタル信号をアナログ化して第1及び第2入力信号とし、前記第1入力信号と局部発振器出力とを第1の乗算器で乗算して第1の出力を生成し、前記第2入力信号と前記局部発振器の出力を90°移相器により90°移相した出力とを第2の乗算器で乗算して第2の出力を生成し、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための周波数変換方法であって、前記第1及び第2デジタル信号の位相及び振幅、前記90°移相器の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、イメージ抑圧検出回路で検出したイメージ抑圧比が最大とな

るように制御することを特徴とする周波数変換方法を提供する。

【0013】また、本発明は、局部発信器と、入力高周波信号と前記局部発振器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、前記入力高周波信号を90°移相するための第1の90°移相器と、前記局部発振器の出力を90°移相するための第2の90°移相器と、前記第1及び第2の90°移相器の出力を乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、温度検出回路と、該温度検出回路の出力により、前記第1および第2の90°移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための制御回路と、を備えたことを特徴とする周波数変換装置を提供する。

【0014】また、本発明は、入力された周波数指定信号に応じた周波数の第1デジタル信号を生成するためのDDS回路と、前記第1デジタル信号に直交する第2デジタル信号を生成するための第2デジタル信号生成回路と、前記第1及び第2デジタル信号をアナログ化して第1及び第2入力信号を生成するためのアナログ化回路と、局部発信器と、前記第1入力信号と前記局部発振器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、前記局部発振器の出力を90°移相するための90°移相器と、前記第2入力信号と前記90°移相器の出力とを乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、温度検出回路と、該温度検出回路の出力により、前記第2のデジタル信号の位相、前記90°移相器の出力位相、ならびに前記第1又は第2の乗算器の出力振幅を、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための第1の制御回路と、前記第1及び第2デジタル信号の位相及び振幅を、前記周波数指定信号に応じて、前記イメージ成分が抑圧されるように制御するための第2の制御回路と、を備えたことを特徴とする周波数変換装置を提供する。

【0015】また、本発明は、局部発信器と、入力高周波信号と前記局部発振器の出力とを乗算して第1の出力を生成するための第1の乗算器と、前記入力高周波信号を90°移相するための第1の90°移相器と、前記局部発振器の出力を90°移相するための第2の90°移相器と、前記第1及び第2の90°移相器の出力を乗算して第2の出力を生成するための第2の乗算器と、前記第1の出力と第2の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、イメージ抑圧比検出回路と、該イメージ抑圧比検出回路により検出されたイメージ抑圧比が最大となる

ように、前記第 1 および第 2 の 90° 移相器のいずれか一方または双方の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を制御するための制御回路と、を備えたことを特徴とする周波数変換装置を提供する。

【0016】さらに、本発明は、入力された周波数指定信号に応じた周波数の第 1 デジタル信号を生成するための DDS 回路と、前記第 1 デジタル信号に直交する第 2 デジタル信号を生成するための第 2 デジタル信号生成回路と、前記第 1 及び第 2 デジタル信号をアナログ化して第 1 及び第 2 入力信号を生成するためのアナログ化回路と、局部発信器と、前記第 1 入力信号と前記局部発振器の出力とを乗算して第 1 の出力を生成するための第 1 の乗算器と、前記局部発振器の出力を 90° 移相するための 90° 移相器と、前記第 2 入力信号と前記 90° 移相器の出力とを乗算して第 2 の出力を生成するための第 2 の乗算器と、前記第 1 の出力と第 2 の出力とを合成することによりイメージ成分が除去された周波数変換出力を生成するための合成器と、イメージ抑圧比検出回路と、該イメージ抑圧比検出回路により検出されたイメージ抑圧比が最大となるように、前記第 1 及び第 2 デジタル信号の位相及び振幅、前記 90° 移相器の出力位相、ならびに前記第 1 又は第 2 の乗算器の出力振幅を制御するための制御回路と、を備えたことを特徴とする周波数変換装置を提供する。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を詳細に説明する。図 1 は、本発明になる周波数変換装置の構成例を示すブロック図で、図 3 の従来回路に可変増幅度の増幅器 5、制御回路 6、温度検出回路 7、およびイメージ抑圧比検出回路 8 が付加された構成となっている。

ただし 90° 移相器 1 a、1 b はともにその移相量が可変制御可能なものとする。

【0018】この図 1 の構成において、周波数シンセサイザなどからの高周波信号入力および局部発振器 4 からの高周波信号を図 3 と同じく $A_i \cos(\omega_i t)$ および $A_o \cos(\omega_o t)$ とすると、 90° 移相器 1 a、1 b の移相量がちょうど 90° で誤差がなければ、乗算器 2 b の出力 $Q(i)$ は (数 2) で与えられ、乗算器 2 a の出力 $I(i)$ は (数 1) で与えられる。このうち、乗算器 2 b の出力 $Q(i)$ は振幅を調整するための可変増幅度の増幅器 5 に入力される。こうして、 90° 移相器 1 a、1 b がともにちょうど 90° の移相量を持つように調整され、かつ増幅器の増幅度が、合成器 3 への 2 つの高周波信号の振幅が等しくなるように調整されていれば、(数 3) を導いたのと同じ条件が満たされているので、合成器 3 の出力は (数 3) の $S(i)$ で与えられ、イメージ成分が完全に除去される。

【0019】図 1 の構成では、上記のような動作を環境が変化しても保持されるように、自動制御機構を設けている。即ち、環境変化を検出する回路として温度検出回

路 7 を設け、予め定めた基準温度からの温度変化分を検出してこれを制御回路 6 へ送っている。制御回路 6 では、温度変化に対する位相誤差および振幅誤差を補正するための、 90° 移相器 1 a、1 b に対する制御信号、及び増幅器 5 に対する制御信号を予め実測して定め、これを ROM (リードオンリーメモリ) などのメモリに記憶させておく。そして、温度検出回路 7 からの入力に対応した位相制御信号を 90° 移相器 1 b、1 a に、振幅制御信号を増幅器 5 に、それぞれ ROM から読み出して送出し、温度変化による位相誤差、振幅誤差を補正する。こうして、前記のように、合成器 3 の出力には、自動制御によりイメージ信号が十分抑圧された出力を常を得ることができる。

【0020】以上の説明で、位相誤差を 90° 移相器 1 a および 90° 移相器 1 b の移相量を制御することにより補正し、振幅誤差を増幅器 5 の増幅度を制御することにより補正するものとしたが、必ずしもこの位置で行わなければならないものではない。最終的に合成器 3 で 2 つの入力のイメージ信号成分の位相がちょうど逆で、かつ振幅が同じであればよいので、 90° 移相器 1 a または 90° 移相器 1 b のどちらか一方で制御すれば十分であるし、また 90° 移相器 1 a および 90° 移相器 1 b のほかに、補正用移相器を別に設けて制御してもよい。さらには、入力高周波信号の同相成分のルートに、補正用移相器および増幅器を設置し、位相および振幅の制御を行うことも可能である。

【0021】温度検出回路 7 の出力と制御回路 6 による制御方法には、いくつかのやり方がある。上記の説明では、温度検出回路 7 で基準温度からの温度変化分を検出し、これを制御回路に送出した。この場合には、制御回路のメモリには、電源投入時などの位相、振幅制御の初期値と温度の変化分あたりの位相、振幅の補正值が記録されている。電源投入時には、まず初期値で 90° 移相器 1 b、1 a の位相と増幅器 5 の増幅度を制御し、以後温度変化により変動する位相量、振幅量をメモリから読み出し制御する。他の方法として、温度検出回路 7 で温度の変化分ではなく、現在の温度そのものを検出してこれを制御回路へ送出する方法を用いてもよい。この場合には、制御回路 6 のメモリには、各温度に対する 90° 移相器、増幅器への補正值が記録されることになる。電源投入時にもその時の検出温度に対応する補正值で 90° 移相器 1 b、1 a の位相と増幅器 5 の増幅度を制御する。

【0022】いずれの方法でも、温度の変化に対する位相誤差、振幅誤差を補正することができる。しかし、温度検出回路 7 から温度変化分を制御回路に送出する方法の場合、メモリに記憶させた、電源投入時などの位相、振幅制御の初期値が温度や他の要因で変動することが予測される。また、温度検出回路 7 から、現在の温度に対応する信号を送出する方法の場合でも、温度検出回路で

の温度の測定誤差や、メモリに記憶させた温度に対する 90° 移相器、増幅器への補正値が経年変化などにより変動することが考えられる。

【0023】この初期値の変動を除去するためには、電源投入時などに、学習（トレーニング）信号を用いて、初期値を設定する方法が考えられる。すなわち、図1のイメージ抑圧比検出回路8はこのために設けられたもので、入力高周波信号として、あらかじめ定めた周波数の信号をトレーニング信号として入力する。トレーニング信号は、 90° 移相器1bで移相され、乗算器2bで局部発振器の信号と乗算され、増幅器5を経由して合成器3へ送られ、ここで直接乗算器2aで乗算された信号と合成される。合成器3の出力はイメージ抑圧比検出回路8へ入力されて、そのイメージ信号と所要信号の大きさが測定され、イメージ抑圧比が求められる。トレーニング信号の周波数はあらかじめ定まっているので、イメージ信号の周波数も定まっており、イメージ抑圧比の測定は容易である。イメージ抑圧比検出回路8の出力は、制御回路6に送られ、制御回路6はイメージ抑圧比検出回路8の出力が最大（所要信号とイメージ信号の比が最大）になるように、 90° 移相器1b、1aおよび増幅器5を制御する。このトレーニングの時間はきわめて短時間で行われるので、温度変化はないものとし、温度検出回路7の信号は無視する。このようにすることにより、装置に電源が投入される度に、精度よく初期値を設定することができる。また、電源を投入する時のみでなく、一定時間ごとにトレーニングを行ったり、手動でスイッチを動作させて初期値を設定する方法も考えられる。

【0024】次に、ダイレクトディジタルシンセサイザ（DDS）を本発明に適用した場合について、図2を用いて説明する。図2のDDSは周波数ホッピング方式のスペルッドスペクトラム通信方式に使用しているものとする。今、その周波数ホッピングパターンを周波数が f_1, f_2, \dots と切り替えられるパターンとすると、そのパターンを指定するパターン信号がアドレス信号として信号路16からメモリ9に入力され、メモリ9からは周波数 f_1, f_2, \dots を指定する周波数データが順次出力されてDDS回路10へ入力され、これによってDDS回路10は周波数 f_1, f_2, \dots のキャリアを順次出力していく。DDS回路10は、周波数データを受けて基準クロックが入力されるごとに、その累算値を出力すべき波形の位相情報とする位相累算器と、位相累算器の出力を受けて波形データを生成する波形データ生成回路から構成されている。ただし、通常のDDS回路では、波形データ生成回路の出力が直接D/A変換回路に入力されてアナログキャリアとされるが、本発明では、 90° 移相器や増幅器で構成される位相振幅制御回路11に入力される。位相振幅制御回路11からは、入力信号と -90° 移相された \cos 成分と、同相の \sin 成分が

出力され、それぞれD/A変換器12、13及び低域ろ波器14、15を介してアナログ信号の \cos 成分及び \sin 成分に変換され、乗算器2b、2aへそれぞれ入力される。これ以降の構成は図1と同じである。また、温度検出回路7の出力に応じて生成された制御回路6からの制御信号は、図1で説明したのと同様に 90° 移相器1a、増幅器5に送られ温度補正が行われる。この温度変化の補正は、後述のように周波数が切り替えられる度に行う必要はない。

【0025】この図2の構成において、周波数パターンの帯域幅が広い場合、周波数によって位相偏差や振幅偏差が生じる。そのために、信号路16のパターン信号を位相振幅制御回路11へ入力し、また同回路11には、各ホッピング周波数 f_1, f_2, \dots に対する位相偏差や振幅偏差を補正するための補正データを予め用意しておいて、これを前記パターン信号で読み出して周波数変化による誤差を補正する。また、位相振幅制御回路11は、図1の 90° 移相器1bの機能も含んでいるから、この移相量の温度に対する補正が制御回路6出力によって行われる。また、振幅誤差の制御を、位相振幅制御回路11と増幅器5の両方で行うようにしてもよい。

【0026】なお、図2の構成においても、図1で説明したのと同様な、温度の変化分で制御する場合の初期値の設定方法や、設定した初期値の経年変化や環境変化による変動を補正する必要がある。これを行うには、図1で説明したのと同様に、イメージ抑圧比検出回路8を設け、トレーニング信号により、電源投入時にトレーニングを行う。すなわち、メモリ9にトレーニングの周波数が書き込まれ、そのトレーニング周波数をDDS回路10で作成し、入力高周波信号として用いる。合成器3の出力に含まれるイメージ信号の大きさをイメージ抑圧比検出回路8で検出し、制御回路6に送出する。制御回路6では位相振幅制御回路11、 90° 移相器1a、増幅器5で位相および振幅を制御し、イメージ抑圧比検出回路8の出力が最大になるように制御する。トレーニング信号として単一周波数を設定すれば、イメージ信号の周波数も単一周波数であるのでイメージ抑圧比検出回路8の構成は簡単である。

【0027】以上の図1および図2では、イメージ抑圧比検出回路8を、位相、振幅の初期値を設定するトレーニング時のみに使用する場合について説明した。しかし、イメージ抑圧比検出回路8を常時使用する方法も考えられる。すなわち、イメージ抑圧比検出回路8を電源投入時のトレーニング信号で動作させるのではなく、通常の入力信号時に動作させ、イメージ抑圧比をいつも最大に保つ方法である。この場合、温度検出回路7は不要となる。入力高周波信号が一定の場合は、イメージ抑圧比検出回路8の構成は簡単であるが、図2の場合のように、入力の高周波信号が変化する場合には、入力の周波数が変わる度にイメージ周波数も変化するので、変化する

13

るイメージ信号を検出する機能を付加したイメージ抑圧比検出回路が必要になる。これは、高速フーリエ変換などを用い、入力周波数値を測定し、それに対応したイメージ信号の周波数を求め、そのイメージ周波数の成分をデジタル信号処理で検出することで実現できる。

【0028】また、図1および図2の説明で、 90° 移相器 1 a、乗算器 2 aおよび 2 b、増幅器 5、合成器 3、低域ろ波器 14、15はアナログ処理タイプとしたが、これをデジタル処理とすることも可能である。デジタル処理とすれば、イメージ抑圧比をアナログ処理

【0029】

【発明の効果】以上、詳細に説明したように、本発明により、イメージレスミキサ方式を使用した周波数変換方法において、電源投入直後においても、また電源投入よりある程度時間が経過し、温度変化等の環境の変化があった場合でも、それにより生じた位相誤差、振幅誤差を制御し補正することで、イメージ信号を大幅に抑圧することが可能となる。また、ダイレクトデジタルシンセサイザ（DDS）と組み合わせることで、20～30

10

20

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明になる周波数変換装置の構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明になる周波数変換装置の他の構成例を示すブロック図である。

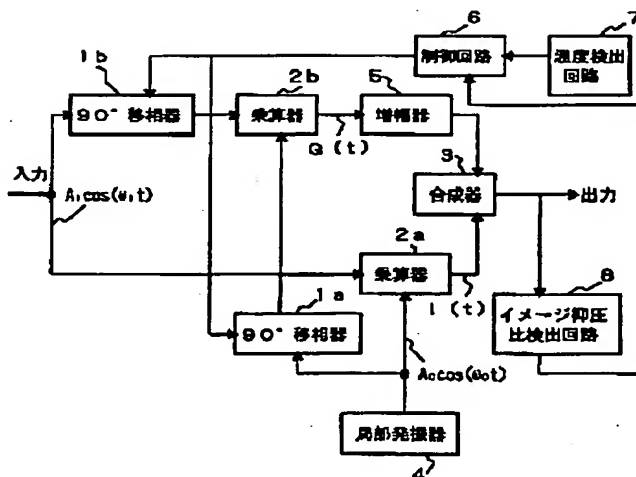
【図3】従来のイメージレスミキサ回路の例を示すブロック図である。

【図4】従来のイメージレスミキサ回路の他の例を示すブロック図である。

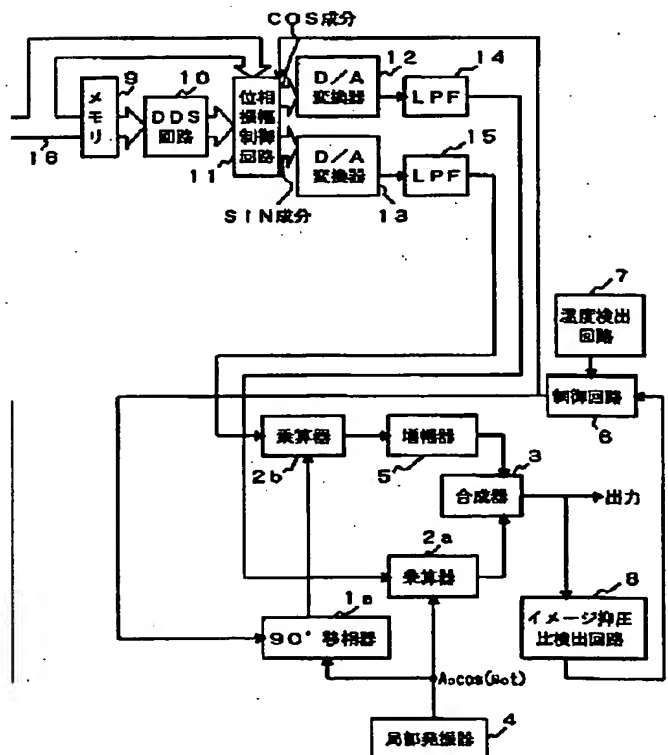
【符号の説明】

- 1 a、1 b 90° 移相器
- 2 a、2 b 乗算器
- 3 合成器
- 4 局部発振器
- 5 増幅器
- 6 制御回路
- 7 温度検出器
- 8 イメージ抑圧比検出回路
- 9 メモリ
- 10 DDS回路
- 11 位相振幅制御回路
- 12、13 D/A変換器
- 14、15 低域ろ波器
- 16 信号路

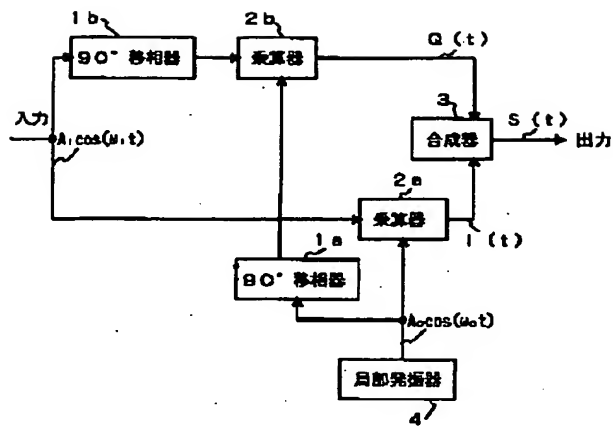
【図1】



【図2】



【図 3】



【図 4】

